

(19) 日本国特許庁 (J P)

(12) 公開特許公報 (A)

(11) 特許出願公開番号

特開2000-68748

(P2000-68748A)

(43) 公開日 平成12年3月3日(2000.3.3)

(51) Int.Cl.<sup>7</sup>

識別記号

F I

テーマコード\* (参考)

H 0 3 D 1/22

H 0 3 D 1/22

A

審査請求 有 請求項の数15 O L (全 6 頁)

(21) 出願番号 特願平11-228401

(22) 出願日 平成11年8月12日(1999.8.12)

(31) 優先権主張番号 09/133781

(32) 優先日 平成10年8月12日(1998.8.12)

(33) 優先権主張国 米国 (U S)

(71) 出願人 595099281

アナログ デバイスズ インコーポレイテッド

アメリカ合衆国 マサチューセッツ州 ノーウッド ビーオーボックス 9106 テクノロジー ウェイ ワン

(72) 発明者 サイモン アトキンソン

イギリス イースト サセックス ヒースフィールド ウェイサイド ウォーク ザ ディーン

(74) 代理人 100075258

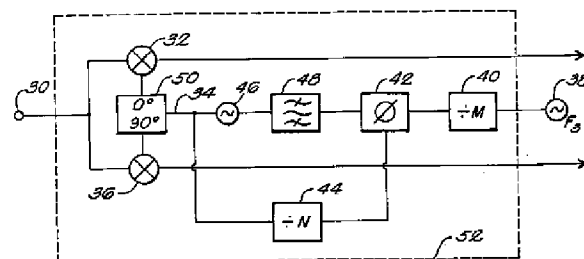
弁理士 吉田 研二 (外2名)

(54) 【発明の名称】 ダイレクトコンバージョン回路

(57) 【要約】

【課題】 ダイレクトコンバージョン回路において、局部発振信号とRF信号との間の干渉を低減する。

【解決手段】 直交関係にある2つのミキサ32及び36と、位相シフトユニット50と、局部発振器とを含む。2つのミキサは32及び36、無線周波信号の入力ポート30に結合され、無線周波入力信号をミキシングして低い周波数に変換する。位相シフトユニット50は、前記ミキサ32及び36の少なくとも一方に接続され、局部発振信号を位相シフトする。局部発振器は、周波数分周器40及び44を含んだフェーズロックループから構成される。第一の電圧制御発振器38の出力信号は、このループで非整数値N/M倍に周波数連倍され、局部発振信号となる。電圧制御発振器38の周波数がRFの非整数倍なので、RFからの干渉が低減される。



【特許請求の範囲】

【請求項 1】 無線周波信号用のダイレクトコンバージョン回路であって、

互いに直交関係にある 2 つのミキサであって、無線周波信号の入力ポートに接続され、無線周波入力信号を周波数変換する 2 つのミキサと、

前記 2 つのミキサの少なくとも一方に接続され、局部発振信号を位相シフトする位相シフト手段と、

前記局部発振信号を生成する局部発振器であって、第 1 の電圧制御発振器の信号の周波数を非整数値で通倍することにより、前記局部発振信号を生成する非整数周波数通倍手段と、

を有するダイレクトコンバージョン回路。

【請求項 2】 請求項 1 記載のダイレクトコンバージョン回路であって、前記非整数周波数通倍手段は、フェーズロックループを含むことを特徴とするダイレクトコンバージョン回路。

【請求項 3】 請求項 2 記載のダイレクトコンバージョン回路であって、前記フェーズロックループは、基準経路とフィードバック経路とを有し、更に前記基準経路とフィードバック経路の少なくとも一方に周波数分周器を有することを特徴とするダイレクトコンバージョン回路。

【請求項 4】 請求項 2 記載のダイレクトコンバージョン回路であって、前記フェーズロックループは、基準経路とフィードバック経路とを有し、更に前記基準経路とフィードバック経路の双方に周波数分周器を有することを特徴とするダイレクトコンバージョン回路。

【請求項 5】 請求項 2 記載のダイレクトコンバージョン回路であって、前記フェーズロックループは、当該ループのフィードバック経路上に第 2 の電圧制御発振器を有することを特徴とするダイレクトコンバージョン回路。

【請求項 6】 請求項 1 記載のダイレクトコンバージョン回路であって、前記局部発振器は、前記 2 つのミキサと同じ集積回路上に設けられた第 2 の電圧制御発振器を有することを特徴とするダイレクトコンバージョン回路。

【請求項 7】 請求項 1 記載のダイレクトコンバージョン回路であって、前記局部発振器は、フェーズロックループのフィードバック経路上に第 2 の電圧制御発振器を有し、このフィードバックループにより前記電圧制御発振器からのスプリアス信号を除去することを特徴とするダイレクトコンバージョン回路。

【請求項 8】 請求項 1 記載のダイレクトコンバージョン回路であって、前記局部発振器は、2 つの入力ポートと 1 つの出力ポートを有する位相感応検出器を有し、一方の入力ポートは基準経路に接続され、もう一方の入力ポートは前記位相感応検出器の前記出力ポートに結合されたフィードバック経路に接続されることを特徴とする

ダイレクトコンバージョン回路。

【請求項 9】 請求項 8 記載のダイレクトコンバージョン回路であって、前記基準経路は、電圧制御発振器と周波数分周器を含むことを特徴とするダイレクトコンバージョン回路。

【請求項 10】 請求項 8 記載のダイレクトコンバージョン回路であって、前記フィードバック経路は周波数分周器を含むことを特徴とするダイレクトコンバージョン回路。

【請求項 11】 請求項 8 記載のダイレクトコンバージョン回路であって、前記フィードバック経路は、第 2 の電圧制御発振器を含むことを特徴とするダイレクトコンバージョン回路。

【請求項 12】 無線周波信号を受信するダイレクトコンバージョン受信機であって、

互いに直交関係にある 2 つのミキサであって、無線周波信号の入力ポートに接続され、無線周波入力信号を周波数変換する 2 つのミキサと、

前記 2 つのミキサの少なくとも一方に接続され、局部発振信号を位相シフトする位相シフト手段と、

前記局部発振信号を生成する局部発振器であって、第 1 発振器信号を生成する第 1 の電圧制御発振器と、基準経路及びフィードバック経路を有するフェーズロックループとを有する局部発振器と、

を有し、前記基準経路とフィードバック経路の少なくとも一方に、前記第 1 発振器信号の周波数を非整数値で通倍するための周波数分周器を備えたダイレクトコンバージョン受信機。

【請求項 13】 請求項 12 記載のダイレクトコンバージョン受信機であって、前記基準経路とフィードバック経路の各々に周波数通倍器を設けたことを特徴とするダイレクトコンバージョン受信機。

【請求項 14】 請求項 12 記載のダイレクトコンバージョン受信機であって、前記フェーズロックループの前記フィードバック経路に第 2 の電圧制御発振器を設けたことを特徴とするダイレクトコンバージョン受信機。

【請求項 15】 無線周波信号を受信するダイレクトコンバージョン受信機であって、

互いに直交関係にある 2 つのミキサであって、無線周波信号の入力ポートに接続され、無線周波入力信号を周波数変換する 2 つのミキサと、

前記 2 つのミキサの少なくとも一方に接続され、局部発振信号を位相シフトする位相シフト手段と、

前記局部発振信号を生成する局部発振器であって、第 1 発振器信号を生成する第 1 の電圧制御発振器と、基準経路及びフィードバック経路を有するフェーズロックループとを有する局部発振器と、

を有し、

前記基準経路は第 1 の係数を有する第 1 の周波数分周器を有し、前記フィードバック経路は第 2 の係数を有する

第2の周波数分周器を有し、前記局部発振器は、前記第2の係数を前記第1の係数で割ることによって得られる非整数値で、前記第1の電圧制御発振器の信号の周波数を通信することによって得られる周波数により特徴づけられるダイレクトコンバージョン受信機。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】本発明は、無線周波（RF）信号の送信機及び受信機に関し、特にダイレクトコンバージョン受信機に関する。

【0002】

【従来の技術】入力RF信号を中間周波数に変換するスーパーヘテロダイン受信機とは異なり、ダイレクトコンバージョン受信機は、入力RF信号を中間周波数に変換しない。ダイレクトコンバージョン受信機は、直接に直流（DC）信号になるように混合するものであり、中間周波数が0Hz（DC）であることからゼロIF受信機とも呼ばれる。変調情報はダウンコンバージョン結果に表され、一般的には中間周波数に関連するキャリア情報は含まれない。ダイレクトコンバージョン受信機では、局部発振器は入力RF信号と同じ周波数で動作する。米国特許第5,438,692号、5,548,068号に、従来のダイレクトコンバージョン受信機が開示されている。

【0003】ダイレクトコンバージョンでは、変調情報は直交ダイレクトコンバージョンを受けても保存される。この直交ダイレクトコンバージョンでは、入力ラインすなわちキャリアを、2つの異なる経路にて局部発振信号と混合する。一方の経路の局部発振信号は入力RF信号に対してゼロ位相（0°）であり、もう一方の経路では位相が90°シフトされている。この代わりに、入力信号に対して、一方の経路を-45°、もう一方の経路を+45°シフトさせる方法もある。例えば米国特許第5,303,417号を参照されたい。回路の両経路は、一般に、相互に90°位相が異なり、一方の経路がIチャンネルと呼ばれ、もう一方の経路がQチャンネルと呼ばれる。直交ダイレクトコンバージョン法は、入力信号に含まれる位相情報を保存する。

【0004】図1に示すように、従来のダイレクトコンバージョン回路は、RFアンテナから入力RF信号を受信する入力ポート10を有する。入力信号は2つの入力経路に分割される。一方の経路の入力信号は、ミキサ12にて、位相シフトが0°の局部発振信号14と混合される。もう一方の経路の入力信号は、ミキサ16にて、位相シフトが90°の局部発振信号と混合される。局部発振信号における90°位相シフトは、移相器20によって実行される。局部発振信号は、図示した従来の局部発振回路にて、電圧制御発振器（VCO）22及び24からの信号をミキサ26で混合することにより生成される。VCO22と24とは、ミキサ12及び16と同一

のIC上に集積される場合もあるし、そうでない場合もある。この信号がバンドパスフィルタ28でフィルタリングされることにより、局部発振信号14が生成される。バンドパスフィルタ28は、一般には、破線29で示した同一のIC上には集積されない。局部発振信号14の周波数は、入力ポート10における入力RF信号の周波数と同じである。

【0005】局部発振信号が入力RF信号に放射されると、干渉（妨害）が生じる。これら両信号の周波数は同じなので、入来する信号から局部発振信号を周波数フィルタリングすることはできない。入来信号は、実質的に、ブロックされてしまう。米国特許第4,811,425号及び5,428,837号は、ゼロIF受信機におけるRF入力信号に対する局部発振信号の漏れ込みの影響を低減することを目論んだものである。

【0006】また、RF入力信号がVCOに放射した場合も、干渉が生じる。VCOは一般に非常に敏感なので、VCOの周波数に近い周波数の信号であれば、もしその信号のエネルギーが小さかったとしても、VCOの信号と相互作用を起こしてしまう。これは、VCOがその周波数又はこれに近い周波数の信号を選択的に増幅し、その結果、その周波数近傍の低エネルギーのノイズ信号を、スペクトル的にクリーン（きれいな）信号に見えるようにしてしまうからである。

【0007】この問題を克服するための一つの方法は、入力RF信号と異なった周波数で動作するVCOを用いることである。VCO信号の周波数は、後で、入力RF信号と同じ周波数の局部発振信号となるように変換される。例えば、図1に示したように、VCO22からの信号（周波数 $F_1$ ）は、ミキサ26にて、他のVCO24からの信号（周波数 $F_2$ ）と結合される。結合信号は、その後バンドパスフィルタ28で濾波され、これにより局部発振信号14が生成される。しかしながら、 $F_1$ 信号と $F_2$ 信号との積は、スプリアス信号を含み、このスプリアス信号は局部発振信号を生成するためには濾波して取り除かなくてはならない。例えば、2つの正弦（サイン）関数の積 $\sin(\alpha) \times \sin(\beta)$ は、 $(1/2) \cos(\alpha - \beta) - (1/2) \cos(\alpha + \beta)$ に等しい。ミキサでは、2つの周波数（ $F_1 + F_2$ と $F_1 - F_2$ ）が生成され、そのうち一方が濾波して取り除かれる。一般に、この種の濾波は、ICの外で行う必要がある。このことが、局部発振信号の入力RF信号に対する更なる干渉すなわち漏れ込みを招来してしまう。

【0008】従来の他の局部発振回路では、1つのVCOのみが用いられ、このVCOの出力が周波数2倍器に入力され、その後バンドパスフィルタを通され、最後に移相器20に入力される。VCOの周波数（ $F_1$ ）は、RF入力信号の周波数の $1/2$ であり、局部発振器の周波数は従って $2F_1$ となる。更に別の従来の局部発振回路では、VCOの周波数（ $F_1$ ）はRF入力信号の周波

数の2倍であり、局部発振信号の周波数は $(1/2)F_1$ になる。これも、一つのVCO( $F_1$ )により実現される。このVCOの出力は1/2分周器に入力され、これにより移相器(位相シフトデバイス)29に入力するための局部発振信号が生成される。しかしながら、これら各回路では、局部発振信号は依然としてRF入力信号に放射され、VCOはRF入力信号の高調波周波数に対して反応する。

#### 【0009】

【発明が解決しようとする課題】これら従来の技術では、前述の放射干渉(妨害)の問題を完全には解決できない。本発明の目的は、無線周波入力信号と局部発振信号との間の漏れ込みすなわち干渉を低減したダイレクトコンバージョン受信機又は送信機を提供することにある。

#### 【0010】

【課題を解決するための手段】無線周波信号用のダイレクトコンバージョン回路を開示する。この回路は、直交関係にあるミキサのペアと、位相シフトユニットと、局部発振器とを含む。直交関係のミキサのペアは、無線周波信号入力ポートに結合され、無線周波入力信号をミキシングして低い周波数に変換する。位相シフトユニットは、前記ミキサのペアの少なくとも一方に接続され、局部発振信号を位相シフトする。局部発振器は、局部発振信号を生成する。局部発振器は、非整数周波数通倍器を有する。この周波数通倍器は、第一の電圧制御発振器の信号に非整数値を乗算することにより、局部発振信号を生成する。

【0011】本発明のある態様では、ダイレクトコンバージョン回路は、基準経路とフィードバック経路とを含むフェーズロックループを含む。フェーズロックループは、基準経路内に周波数分周器を含み、フィードバック経路に周波数分周器を含み、更にフィードバック経路に第二の電圧制御発振器を含む。

#### 【0012】

【発明の実施の形態】以下、本発明の実施の形態(以下実施形態という)について、図面に基づいて説明する。

【0013】図2に示すように、実施形態のダイレクトコンバージョン回路は、無線周波(RF)アンテナから入力RF信号を受信する入力ポート30を有する。入力信号は2つのチャンネルに分割される。一方のチャンネルの入力信号はミキサ32で位相シフト0°の局部発振信号34と混合される。もう一方のチャンネルでは、入力信号はミキサ36で90°位相シフトされた局部発振信号34と混合される。

【0014】局部発振信号34は、以下に説明するフェーズロックループにより生成される。基準経路では、周波数 $F_3$ の第1信号が第1の電圧制御発振器(VCO)38で生成される。この第1信号は、周波数分周器40( $\div M$ )に入力される。この分周器40の出力は、フェーズ

ロックループの位相感応検出器(phase sensitive detector)42の第1の入力部に入力される。検出器42の出力は、別の周波数分周器44( $\div N$ )、第2の電圧制御発振器46、バンドパスフィルタ48を通してフィードバックされる。バンドパスフィルタ48の出力は、検出器42の第2の入力部に入力される。局部発振信号34は、分周器44の出力によって、位相シフトデバイス50に供給される。

【0015】例えばポート30における入力信号の周波数が1.8GHzであれば、VCO38の周波数は1.35GHzに選択される。この場合、分周器40のMの値としては3が選択され、分周器44のNの値としては4が選択される。第2のVCO46の周波数は、この例では1.8GHzと選択される。分周器40は基準経路に存在するので、周波数 $F_3$ を1/M倍に通倍することになる。一方分周器44はフィードバック経路に存在するので、フェーズロックループ信号の周波数をN倍に通倍することになる。したがって、局部発振信号34の周波数は、 $(N/M) \times F_3 = 4/3 \times 1.35\text{GHz} = 1.8\text{GHz}$ となり、これは入力RF信号の周波数に等しい。

【0016】この例では、電圧制御発振器38からの信号の周波数 $F_3$ は、入力RF信号に対して高調波の関係にない。なぜなら、入力RF信号の周波数は $(4/3)F_3$ に等しいからである。したがって、入力RF信号からVCO36への結合は、VCO36の動作に極めて小さい影響しかもたらさない。

【0017】第2の発振器も、干渉から保護されている。なぜなら、この発振器はフェーズロックループの一部だからである。フェーズロックループにより、VCO46はVCO38からの基準周波数に追従する。もしVCO38がスペクトル的にクリーンであれば、第2のVCO46がスペクトル的にきれい(クリーン)である必要はない。これにより、第2の発振器46は、ミキサ32及び36と同じ集積回路(IC)52上に集積することができる。一般には、複数のVCOを1つのIC上に集積するとノイズが多くなりがちである。フィードバックループがVCO46からノイズを除去するので、VCO46を集積しなかった場合よりも、よりよいアイソレーションが達成できる。VCO38は、ミキサ32及び36と同じIC上に集積する必要はない。

【0018】また、本発明に係る回路のフェーズロックループは、広い帯域にわたって動作する。VCO38の周波数 $F_3$ が動作中に素早く変化したとしても、フェーズロックループはそれに追従する。ループ全体が、実質的には、RF信号からの相互作用に対して感度がない電圧制御発振器となる。すなわち、もし入力RF信号からの干渉がVCO46に到達したら、変調がそれに応じて変わろうとする。フェーズロックループは、この信号を基準信号と比較し、その信号のクリーンさを確保するよ

う逆補償動作を行う。スプリアスエネルギー信号がVCO46と相互作用したとしても、フェーズロックループがそれを除去する。

【0019】電圧制御発振器は（目的の周波数から）オフセットされているが、局部発振信号は、フェーズロックループを用いて非整数倍に通倍又は分周することにより生成される。上述のような広帯域フェーズロックループを用いることにより、ループの位相は、広帯域にわたって、入力される電圧制御発振器の信号に追従する。したがって、フェーズロックループの帯域が前記帰還経路における前記RFフィルタの帯域よりも広ければ、そのループ内の電圧制御発振器の自走位相ノイズの要件はほとんど問題にならなくなり、この結果その発振器は1つの集積回路チップ上に完全に集積することができる。

【0020】フェーズロックループ回路系を完全にオン・チップとする（チップ上に作り込む）ことにより、（パッケージ間の放射が除去されることにより）局部発振信号から入力RF信号への結合が大幅に低減される。その結果得られるミキサ出力でのDCのオフセットも低減される。

【0021】本発明に係る回路の他のメリットとしては、フェーズロックループの位相検出器における周波数比較が非常に高い周波数、すなわちループの帯域よりも大きい周波数で起こるということがある。したがって、VCOとループフィルタを集積化することで、結果として得られる局部発振信号が（もし含むとしても）低いレベルのスプリアス側波帯しか含まないようにすることができる。また、基準とループとの分周比（divide ratio）を適切に選択することで、1つの基準発振器で、マ

ルチバンド（多帯域）をカバーすることができる。これは、分周器（divider）を切り換えることにより、フェーズロックループを、非整数分周器として動作する状態から、非整数通倍器として動作する状態に切り換えることができるからである。

【0022】上記実施形態は、無線周波数信号用のダイレクトコンバージョン受信機を構成するのに、本発明に係る回路を適用したものであった。本発明に係る回路は、ダイレクトコンバージョン送信機を構成する場合にも、同様に、用いることができる。この場合、I及びQチャネルの信号をそれぞれミキサに入力し、それらミキサの出力を結合して送信アンテナに送るようにすればよい。

【0023】本発明の属する技術分野について知識を有する者であれば、本発明の範囲から逸脱することなく、上記実施形態に対して様々な変形例が考えられることが理解できるであろう。

#### 【図面の簡単な説明】

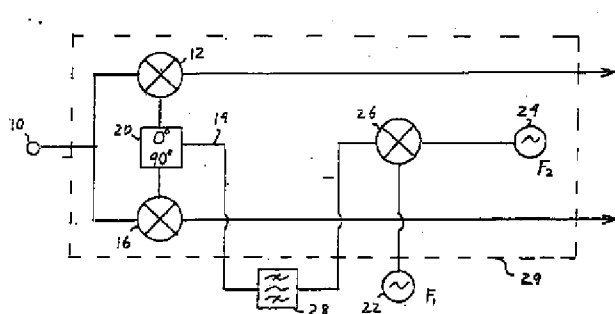
【図1】 従来のダイレクトコンバージョン回路を模式的に表す図である。

【図2】 本発明に係るダイレクトコンバージョン回路を模式的に表す図である。

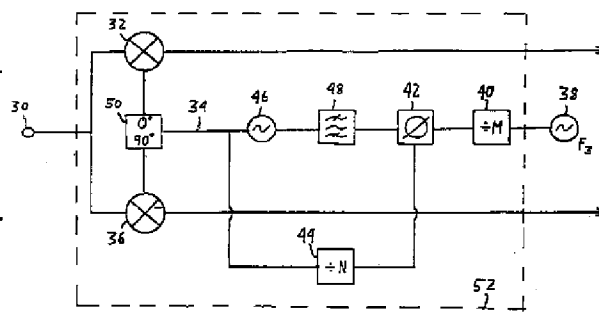
#### 【符号の説明】

30 入力ポート、32、36 ミキサ、34 局部発振信号、38 第1の電圧制御発振器、40、44 周波数分周器、46 第2の電圧制御発振器、48 バンドパスフィルタ、50 位相シフトユニット、52 集積回路。

【図1】



【図2】



#### 【手続補正書】

【提出日】平成11年10月13日（1999. 10. 13）

#### 【手続補正1】

【補正対象書類名】図面

【補正対象項目名】全図

【補正方法】変更

【補正内容】

